

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

LEANDRO DIAS DA SILVA

LIMITADOR SEGUIDO DE FILTRO LINEAR PARA REDUÇÃO DO FATOR DE  
CRISTA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO

CURITIBA  
2016

LEANDRO DIAS DA SILVA

LIMITADOR SEGUIDO DE FILTRO LINEAR PARA REDUÇÃO DO FATOR DE  
CRISTA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Telecomunicações, no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima

CURITIBA  
2016

---

SI586I

Silva, Leandro Dias da

Limitador seguido de filtro linear para redução do fator de crista em sistemas de comunicações sem fio / Leandro Dias da Silva. — Curitiba, 2016.

48 f. : il. color. ; 30 cm.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

Orientador: Eduardo Gonçalves de Lima.

1. Sistemas de comunicação. 2. Amplificador de potência. 3. Razão das potências de pico e média. 4. Redução do fator de crista. I. Universidade Federal do Paraná. II. Lima, Eduardo Gonçalves de. III. Título.

CDD: 621.38

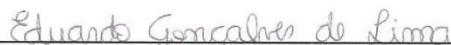
---

## TERMO DE APROVAÇÃO

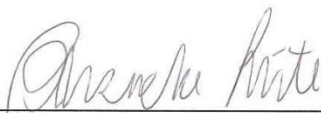
LEANDRO DIAS DA SILVA

### **LIMITADOR SEGUIDO DE FILTRO LINEAR PARA REDUÇÃO DO FATOR DE CRISTA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO**

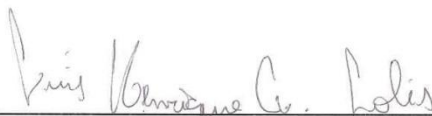
Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de  
Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal do Paraná.



Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima – Orientador  
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Bernardo Rego Barros de Almeida Leite – Convidado  
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Luis Henrique Assumpção Lolis – Convidado  
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Bruno Sens Chang – Convidado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Curitiba, 30 de agosto de 2016.

"Porque Deus amou o mundo de tal maneira que deu o seu filho unigênito, para que todo aquele que nele crê não pereça, mas tenha a vida eterna."

João 3:16

## RESUMO

Sistemas modernos de comunicação sem fio são projetados para oferecer a comunicação entre um grande número de usuários, com taxa de dados extremamente alta, excelente qualidade e consumindo uma pequena quantidade de energia. O amplificador de potência (PA) afeta significativamente o comportamento de tais sistemas. De fato, a transmissão de dados sem fio requer uma grande quantidade de energia e o PA é o circuito responsável por entregar a energia necessária para ser irradiada pela antena. Um caminho de operação eficiente do PA, prevenindo os problemas associados às distorções não lineares, é a implementação de técnicas de modulação que não alteram a amplitude da portadora do sinal de radiofrequência (RF). Contudo, esse tipo de modulação reduz drasticamente a taxa de dados. O problema é mais acentuado porque a largura de banda disponível para esses sistemas é muito limitada. Diante disso, é indispensável o uso de esquemas de modulação que sejam espectralmente mais eficientes, modulando uma portadora em fase e amplitude. Um exemplo é a modulação WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), a qual consiste em vários sinais CDMA derivados de diversos usuários. Essa característica aliada à amplitude variável do sinal acarreta em um alto valor da PAPR (Razão das Potências de Pico e Média) do sinal, o que é indesejado, pois implica na operação do PA de maneira ineficiente. Para reduzir a PAPR do sinal, diversos métodos são estudados, em particular, há um grande interesse dos pesquisadores na técnica de CFR (Redução do Fator de Crista). Especialmente, o método mais comum de implementar a CFR é através do limitador *hard-clipping* seguido por filtro. Este trabalho pretende propor novas abordagens para o projeto dos filtros e limitadores e investigar qual combinação promove uma maior redução da PAPR do sinal teste. Uma das estratégias propostas neste trabalho para a implementação do bloco de filtragem é a utilização de filtros no domínio da frequência cujo sinal teste é multiplicado pela resposta em frequência do filtro projetado. Outra abordagem é através da comparação da utilização de um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) genérico e o filtro FIR de formatação de pulso do tipo raiz de cosseno levantado (RRC), bem como a implementação do bloco do limitador através de duas técnicas: a primeira é composta por uma reta com inclinação negativa e a outra é realizada através de aproximações polinomiais genéricas. Por fim, para identificar os parâmetros da técnica de CFR são realizadas otimizações não lineares em ambiente MATLAB. Como resultado, verifica-se que, ao aplicar os diferentes métodos aos blocos da CFR, foi possível obter uma redução significativa em termos de PAPR e, conseqüentemente, um aumento na eficiência dos PAs, principalmente através da utilização do limitador com aproximações polinomiais de terceira ordem e valores reais.

Palavras chave: CFR, PAPR, Eficiência, PA, Linearização.

## ABSTRACT

Modern wireless communication systems are designed to offer the communication among a great number of users, at extremely high data rates, with excellent quality and consuming as few as possible energy. The power amplifier (PA) significantly affects the behavior of such systems. In fact, the data transmission through an air interface channel requires a great amount of energy and the PA is the circuit responsible for delivering the necessary energy to be irradiated by the antenna. One way of efficiently operating the PA, and avoiding the problems associated to nonlinear distortions, is the adoption of a modulation technique that does not change the amplitude of the radio frequency (RF) carrier signal. However, this type of modulation decreases drastically the data rates. The problem is further accentuated because the available bandwidth is very narrow. Before that, it is essential the use of modulation schemes that are spectrally more efficient, modulating the carrier in phase and amplitude. One example is the WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), modulation, which consists in various CDMA signals derived from different users. These characteristics allied to the variable amplitude signal leads to a high PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) signal value, which is not desired, because it implies on the PA operation in an inefficient way. To reduce the PAPR of a signal, different methods are studied. In particular, there is a huge interest of the researchers in the CFR (Crest Factor Reduction) technique. Especially, the most common method to implement the CFR is through a hard-clipping limiter followed by a filter. The development of this work proposes new approaches for the filter and limiter designs and explores which combination provides greater reductions of the PAPR of the test signal. One of the strategies proposed on this work for the implementation of the filtering block is the use of filters in frequency domain where the test signal is multiplied by the frequency response of the designed filter. Another approach is through comparing the use of a generic finite impulse response (FIR) filter and the root raised cosine (RRC) FIR filter, as well as the implementation of the limiter block through two techniques: the first one is composed by a line with a negative slope and the other through a general polynomial approximation. To identify the parameters of the CFR technique, non-linear optimizations in MATLAB are performed. As a result, it was verified that when different methods are applied to CFR blocks, it was possible to obtain a significant reduction in PAPR value, and, consequently, an increase on the efficiency of the PAs, especially through of implementing the limiter by a general polynomial approximation.

Keywords: CFR, PAPR, Efficiency, PA, Linearization.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA TÉCNICA DE CFR COMPOSTA DE UM LIMITADOR SEGUIDO POR UM FILTRO. ....	15
FIGURA 2 - COMPONENTE DA AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO PASSA-BAIXAS: (A) EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA E (B) EM FUNÇÃO DAS AMOSTRAS NO ALGORITMO FFT. ....	17
FIGURA 3 - TAPS DO FILTRO FIR ASSOCIADOS À SEQUÊNCIA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA COM COMPONENTES DE AMPLITUDE MOSTRADOS NA FIGURA 2(B) E COMPONENTES DE ÂNGULO POLAR NULOS. ...	19
FIGURA 4 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR NULO. ....	21
FIGURA 5 – AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR LINEAR. ....	21
FIGURA 6 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR EXPONENCIAL. ....	22
FIGURA 7 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR RRC. ....	23
FIGURA 8 - RESPOSTA AO IMPULSO DOS FILTROS FIR ASSOCIADOS ÀS SEQUÊNCIAS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA COM COMPONENTES DE AMPLITUDE MOSTRADOS NAS FIGURAS 4, 5, 6 E 7. ....	23
FIGURA 9 - AMPLITUDE DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DE ENTRADA PARA O LIMITADOR HARD-CLIPPING DE (4). ....	26
FIGURA 10 - AMPLITUDE DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DE ENTRADA DO NOVO LIMITADOR. ....	27
FIGURA 11 – FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NAS SAÍDAS DOS FILTROS DA CFR. ....	33
FIGURA 12 - FASE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM FILTRO FIR DO TIPO RRC, COM OS COEFICIENTES OBTIDOS POR (3), ONDE $\beta=0,18$ E A QUANTIDADE DE COEFICIENTES É 256. ....	35
FIGURA 13 - FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS. ....	36



FIGURA 14 - AMPLITUDE DO SINAL DE SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL APLICADO NA ENTRADA DO LIMITADOR. ....	37
FIGURA 15 - DENSIDADES ESPECTRAIS DE POTÊNCIA (PSD) DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS. ....	37
FIGURA 16 - SEGMENTOS DE 22 AMOSTRAS DE AMPLITUDE DO: SINAL DE TESTE ORIGINAL, SINAIS DE SAÍDA DO LIMITADOR (ANTERIOR E PROPOSTO) E SINAIS DE SAÍDA DO FILTRO. ....	39
FIGURA 17 - AMPLITUDE DO SINAL DE SAÍDA DA CFR USANDO O LIMITADOR PROPOSTO EM (6) EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL DE ENTRADA DA CFR. ....	39
FIGURA 18 - FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES NORMALIZADAS DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO, ATRAVÉS DO USO DO LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS. ....	42
FIGURA 19 - COMPONENTE DE AMPLITUDE NORMALIZADA DO SINAL NA SAÍDA DO FILTRO EM FUNÇÃO DO COMPONENTE DE AMPLITUDE NORMALIZADA DO SINAL NA ENTRADA DO LIMITADOR, ATRAVÉS DO USO DO LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS. ....	42
FIGURA 20 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA (PSD): SINAL NA ENTRADA DO LIMITADOR E SINAL NA SAÍDA DO FILTRO, USANDO O LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS. ....	43

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR NULO .....	31
TABELA 2 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR LINEAR .....	32
TABELA 3 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR EXPONENCIAL .....	32
TABELA 4 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR RRC .....	33
TABELA 5 - REDUÇÃO DA PAPR PARA OS DIFERENTES FILTROS .....	33
TABELA 6 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DOS FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	35
TABELA 7 - PARÂMETROS DE PROJETO OTIMIZADOS E REDUÇÃO DA PAPR DA CFR BASEADA EM LIMITADOR E FILTRO .....	38
TABELA 8 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA REDUÇÃO DA PAPR .....	41
TABELA 9 - VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA A TÉCNICA DE CFR BASEADA NA APROXIMAÇÃO POLINOMIAL DE TERCEIRA ORDEM E FILTRO .....	41
TABELA 10 - RESULTADO DA COMBINAÇÃO DE TODOS OS CASOS ABORDADOS NESTA SEÇÃO .....	43

## LISTA DE SIGLAS

- ACPR – Razão entre as Potências nos Canais Principal e Adjacente, do inglês *Adjacent Channel Power Ratio*
- CFR – Redução do Fator de Crista, do inglês *Crest Factor Reduction*
- DPD – Pré-Distorção Digital, do inglês *Digital Pre-Distortion*
- EVM – Magnitude do Vetor de Erro, do inglês *Error Vector Magnitude*
- FIR – Resposta ao Impulso Finita, do inglês *Finite Impulse Response*
- PA – Amplificador de Potência, do inglês *Power Amplifier*
- PAPR – Razão das Potências de Pico e Média, do inglês *Peak-to-Average Power Ratio*
- RF – Radiofrequência
- RRC – Raiz de Cosseno Levantado, do inglês *Root Raised Cosine*
- WCDMA – *Wideband Code Division Multiple Access*
- 3GPP – *Third Generation Partnership Program*

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
1.1	OBJETIVO .....	12
1.2	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	14
2.1	ESTADO DA ARTE DO USO DE CFR.....	14
2.2	FILTROS DIGITAIS E FFT .....	16
3	DESENVOLVIMENTO .....	20
3.1	FILTROS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	20
3.1.1	ACPR Nulo .....	21
3.1.2	ACPR Linear.....	21
3.1.3	ACPR Exponencial .....	22
3.1.4	ACPR RRC .....	22
3.2	FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	24
3.3	LIMITADORES.....	25
4	RESULTADOS .....	29
4.1	FILTROS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	30
4.1.1	ACPR Nulo .....	31
4.1.2	ACPR Linear.....	31
4.1.3	ACPR Exponencial .....	32
4.1.4	ACPR RRC.....	32
4.2	FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	34
4.3	LIMITADORES.....	37
4.4	ESTUDO COMPARATIVO.....	43
5	CONCLUSÕES.....	45
	REFERÊNCIAS.....	46

## 1 INTRODUÇÃO

A largura de banda reservada para sistemas de comunicações sem fio modernos é pequena quando comparada à elevada taxa de transferência de dados exigida pelas aplicações que se utilizam destes sistemas [1]. Torna-se necessário, portanto, garantir uma alta eficiência espectral, o que é possível somente se o sinal de informação modular não apenas a fase, mas também a amplitude, de uma portadora em radiofrequência. Ainda nesse escopo, são adotadas estratégias mais sofisticadas, como, por exemplo, a sobreposição de múltiplas subportadoras em um mesmo sinal, o que, em contrapartida, aumenta consideravelmente a razão entre as potências de pico e média (PAPR) do sinal de informação a ser transmitido [2]. Soma-se a isso a obrigatoriedade de uma alta linearidade na transmissão para evitar interferências entre usuários alocados em canais adjacentes [1].

A exigência de linearidade na transmissão de um sinal de alto valor de PAPR faz com que o amplificador de potência (PA), presente na cadeia de transmissão, opere em uma ampla faixa de níveis de potência, o que, por sua vez, aumenta consideravelmente o seu consumo de energia [3]. De fato, devido a características próprias de construção, PAs são lineares somente quando operados de maneira ineficiente ou, alternativamente, PAs são eficientes apenas em regimes não lineares. Uma vez que o PA é o elemento que mais consome energia no sistema, é de grande interesse o estudo de novas abordagens que permitam um aumento na sua eficiência [3]. Uma alternativa para aumentar a eficiência do PA é projetar o seu circuito em uma arquitetura mais sofisticada, entre as quais podem-se citar: arquitetura *Doherty* [4], arquitetura *Outphasing* [5], arquitetura EER (do inglês, *Envelope Elimination and Restoration*) [6], arquitetura ET (do inglês, *Envelope Tracking*) [7] e arquiteturas que combinam transistores chaveados com PWM (do inglês, *Pulse-Width Modulation*) [8] e SDM (do inglês, *Sigma-Delta Modulation*) [9]. Outra alternativa é linearizar o PA através de uma técnica de linearização, entre as quais podem-se citar: realimentação [10], *feedforward* [11] e pré-distorção [12]. Além disso, há técnicas que buscam aumentar a eficiência buscando reduzir a PAPR da envoltória complexa [13]. Para aumentar a eficiência sem comprometer a linearidade, uma abordagem de excelente custo benefício é a combinação entre as técnicas de redução de fator de crista (CFR) e pré-distorção digital em banda base

(DPD) [14]-[15]. Ela parte do princípio que, quanto maior for a potência média de um PA, maior será a sua eficiência. Em qualquer PA, a potência de saída não pode ultrapassar um valor máximo chamado de saturação. Ambas DPD e CFR distorcem propositalmente o sinal a ser aplicado ao PA. Contudo, as suas filosofias de projeto são distintas. A DPD é projetada para apresentar uma característica inversa a do PA, de tal forma a cancelar todas as distorções inseridas pelo PA e, assim, assegurar que a característica de transferência da conexão em cascata de uma DPD com o PA seja perfeitamente linear até a saturação [16]. Já a CFR é projetada para negociar as folgas existentes nas métricas que quantificam a linearidade de um sistema em troca de uma redução da PAPR do sinal a ser transmitido [17]-[18]. Dessa forma, é possível fazer com que o pico do sinal a ser transmitido tenha uma potência igual à potência de saturação do PA e, ao reduzir-se a PAPR, aumenta-se o valor médio da potência do PA e, por consequência, a sua eficiência. Entre as técnicas que permitem reduzir a PAPR, podem-se citar: esquemas de codificação em blocos [19], combinação ótima de sequências transmitidas parcialmente [20], deslocamento cíclico de sequências transmitidas parcialmente [21] e limitador seguido por filtro [22].

## 1.1 OBJETIVO

O objetivo geral dessa dissertação é compreender, analisar e propor novas abordagens para o uso da técnica de redução do fator de crista (CFR) baseada em um limitador seguido por um filtro.

Diversos materiais disponíveis na literatura referentes ao uso desta técnica de CFR podem ser encontrados [14]-[18]. As contribuições dessa dissertação são propor novas abordagens para o projeto dos filtros e limitadores utilizados para tal método.

Em específico, as contribuições desse trabalho podem ser divididas em duas partes:

- 1) Contribuições ligadas ao bloco do filtro:
  - a) Estudar, analisar e comparar a utilização de diferentes filtros no domínio da frequência para a implementação deste bloco na CFR.

- b) Uma prática comum na literatura para a concepção do bloco do filtro é a utilização de um filtro de resposta ao impulso finita (FIR) e formatação de pulso, onde os valores dos coeficientes estão intimamente relacionados ao fator de decaimento. Nesse contexto, outra contribuição é investigar os benefícios, em termos de redução da PAPR, do uso de um filtro FIR genérico, cujos coeficientes podem assumir valores (reais ou complexos) arbitrários.

2) Contribuições ligadas ao bloco do limitador:

- a) Uma das estratégias mais comuns encontradas na literatura para a concepção do bloco do limitador é a utilização do limitador do tipo *hard-clipping*. Neste limitador, as amplitudes que excedem o limite são fixadas no nível máximo, o que pode acentuar o fenômeno da reconstrução de picos durante o processo de filtragem. Em função disso, outra contribuição dessa dissertação é propor um novo limitador para as aplicações de CFR, cujo comportamento em amplitudes de entrada acima do limite difere-se ao limitador anterior no seguinte ponto: a amplitude de saída é reduzida proporcionalmente de acordo com os níveis de entrada. A implementação dessa abordagem é realizada de duas maneiras:
- utilizando uma reta com inclinação negativa;
  - através de uma aproximação polinomial genérica.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Essa dissertação está dividida da seguinte forma. No capítulo inicial são relatadas as motivações e os objetivos para a realização desse trabalho. No Capítulo 2 é apresentado o estado da arte do uso da CFR e uma breve teoria sobre filtros digitais e suas aplicações. O Capítulo 3 descreve o desenvolvimento teórico desse trabalho. O Capítulo 4 apresenta os resultados das análises e simulações das diferentes abordagens para a utilização da técnica de CFR. Por fim, no Capítulo 5 são exibidas as conclusões dessa dissertação.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo trata dos principais assuntos explorados nessa dissertação. A Seção 2.1 refere-se ao uso de CFR para aumentar a eficiência de amplificadores de potência para sistemas de comunicação sem fio. A Seção 2.2 apresenta a teoria sobre filtros digitais.

### 2.1 ESTADO DA ARTE DO USO DE CFR

Em sistemas de comunicação sem fio, a informação a ser transmitida é representada por um sinal de envoltória de valor complexo possuindo alto valor de PAPR [1]. Para garantir uma alta qualidade do serviço, agências reguladoras impõem fortes requisitos de linearidade no sinal transmitido. As distorções introduzidas pelo transmissor não devem exceder nenhuma especificação de linearidade. De acordo com [9], duas métricas de linearidades distintas são especificadas em padrões de sistemas de comunicação sem fio modernos. Uma métrica mede as distorções dentro da banda, ou seja, distorções nas quais a energia é concentrada nas mesmas frequências excitadas pelo sinal de informação. A outra métrica mede as distorções fora da banda, ou seja, distorções que geram conteúdos espectrais significativos nas frequências não excitadas pelo sinal de informação [9].

Um PA linearizado exibe um comportamento altamente linear até o nível de saturação. Quando o PA linearizado não opera em saturação, o sinal transmitido é corrompido por quantidades insignificantes de distorções dentro e fora da banda. Em outras palavras, PAs linearizados não saturados introduzem níveis de distorções dentro e fora da banda abaixo dos permitidos pela legislação. Da perspectiva de projetos de transmissores sem fio, não há benefício técnico ou financeiro para desenvolver projetos que são mais lineares do que realmente é necessário. Mais importante, qualquer tolerância nos requisitos de linearidade pode ser explorada para aumentar a eficiência na transmissão. Um aumento na eficiência é alcançado quando a potência média de saída do PA é aumentada. Isso pode ser feito permitindo que o PA opere na região de saturação [15]. A medida que o PA atinge níveis mais profundos de saturação, maiores níveis de distorções dentro e fora da banda são gerados. O PA pode ser colocado acima do ponto de saturação até o



limite onde as distorções dentro e fora da banda atingem os níveis máximos permitidos. Normalmente, as distorções fora da banda atingem seus níveis de limite mais rapidamente que as distorções dentro da banda. Nesse cenário, PAs linearizados em saturação introduzem níveis mais baixos de distorções dentro da banda do que o exigido pelas agências reguladoras.

A disponibilidade de margem nas distorções dentro da banda pode ser explorada de modo a aumentar ainda mais a eficiência do transmissor. Em particular, distorções dentro da banda podem ser propositalmente injetadas para reduzir a PAPR do sinal transmitido. No caso de uma potência de pico fixa, uma redução de PAPR é acompanhada por um incremento na potência média. A técnica da redução do fator de crista mostrada na Figura 1 pode realizar tal tarefa.

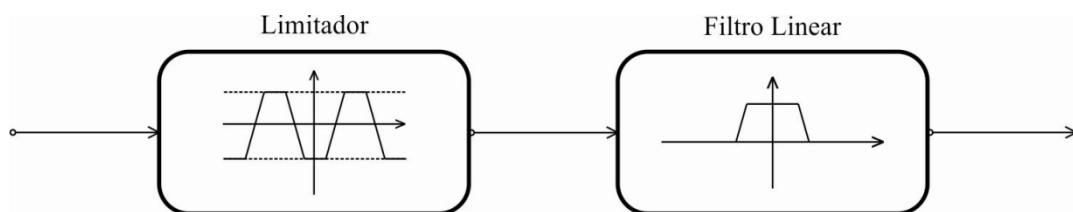


FIGURA 1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA TÉCNICA DE CFR COMPOSTA DE UM LIMITADOR SEGUIDO POR UM FILTRO.

FONTE: O autor (2016).

Em outras palavras, a técnica de CFR só deve ser aplicada quando há uma margem na métrica que quantifica a distorção dentro da banda do sinal. Uma conexão em cascata de um limitador estático seguido por um filtro linear pode reduzir a PAPR à custa da introdução de distorções dentro da banda. O diagrama de blocos da Figura 1 é projetado da seguinte forma. O limitador de amplitude é o responsável por permitir a redução da PAPR. É selecionado para reduzir significativamente o valor de pico, ao mesmo tempo em que produz efeitos desprezíveis no valor médio. Pode ser representado por qualquer não linearidade estática. Ele gera distorções em todas as frequências. Uma das formas mais utilizadas na literatura para a implementação deste bloco é através da utilização do limitador *hard-clipping*. O filtro linear tem o objetivo de reduzir as distorções fora da banda introduzidas pelo limitador. O filtro linear tem efeitos desprezíveis nas distorções dentro da banda. Porém deve-se dar atenção ao fato que pode ocorrer reconstrução dos picos após a filtragem, que é um efeito indesejado desta técnica. Uma maneira muito encontrada na literatura para se implementar o bloco do filtro é através da utilização de filtros de resposta ao impulso finita (FIR) [14].

## 2.2 FILTROS DIGITAIS E FFT

Na CFR descrita anteriormente, o filtro seletivo em frequência é empregado com o objetivo de eliminar as distorções fora da banda introduzidas pelo limitador. Contudo, durante a execução de tal tarefa, filtros lineares restauram muitos picos previamente cortados. Para entender como esse processo acontece, uma análise detalhada sobre o comportamento de filtros seletivos em frequência é relatada.

Filtros lineares seletivos em frequência são normalmente especificados no domínio da frequência. Para os propósitos da CFR, filtros passa-baixas são requeridos. Idealmente, eles removem completamente o conteúdo espectral localizado na frequência fora da banda e mantêm inalterados os conteúdos associados às frequências dentro da banda.

A entrada do filtro é alimentada com a saída do limitador. Consequentemente, o sinal discreto no tempo na saída do limitador deve ser mapeado no domínio da frequência. Algoritmos com alta eficiência computacional são disponibilizados para transformar a sequência das amostras no domínio do tempo para uma sequência de amostras no domínio da frequência [23]. Esses algoritmos são chamados de transformada rápida de Fourier (FFT). Eles manipulam uma sequência contendo um número de amostras igual à potência de 2, por exemplo,  $N = 2^M$ , onde M é um número inteiro. As amostras no domínio do tempo são igualmente espaçadas e organizadas em ordem crescente em relação ao tempo. A primeira amostra é retirada na amostra de tempo mais antiga. A n-ésima amostra é retirada no intervalo de tempo ( $\Delta t$ ) depois da amostra anterior (n-1). A última amostra contém dados retirados da amostra de tempo mais recente. As amostras no domínio da frequência produzidas pelos algoritmos da FFT são também igualmente espaçadas na frequência. A diferença entre duas amostras consecutivas na frequência é igual a  $\Delta f = 1 / (\Delta t N)$ . Contudo, as amostras na frequência não são arranjadas das frequências mais baixas para as mais altas. A sequência no domínio da frequência produzida pela FFT tem suas amostras ordenadas da seguinte maneira. A primeira amostra é associada à resposta na frequência zero. A segunda amostra até a (N/2)-ésima amostra estão relacionadas às respostas nas frequências positivas. A (N/2)-ésima amostra é relacionada à mais alta frequência. A frequência máxima é igual a  $f_{\max} = (\Delta f - 1)N/2$ . As amostras remanescentes são relacionadas às

respostas das frequências negativas. A  $(1+N/2)$ -ésima amostra é relacionada à frequência mais baixa, a qual é igual a  $f_{\min} = -\Delta f N/2$ .

O filtro contínuo deve ser discretizado. Para esse objetivo, a resposta em frequência é amostrada (e também ordenada) nas mesmas frequências incluídas na FFT da saída do limitador. Como exemplo, a Figura 2 mostra a componente de amplitude da resposta em frequência do filtro passa-baixas tendo uma largura de banda de 8 MHz e descrito por uma sequência de  $N = 32$  amostras de frequências. Para simplificar, a componente de ângulo polar da resposta em frequência é assumida que vale zero em todas as frequências. No gráfico da Figura 2(a), as amostras de frequências são organizadas da frequência mínima (-16 MHz) até a frequência máxima (+15 MHz). A diferença de frequência entre duas amostras consecutivas é, conseqüentemente,  $\Delta f = 1$  MHz. No gráfico da Figura 2(b), as amostras de frequência são ordenadas de acordo com o algoritmo FFT anteriormente discutido. Observe que, na Figura 2(b), a abscissa é numerada de 1 a 32. De fato, algoritmos FFT não funcionam com valores absolutos de frequência.

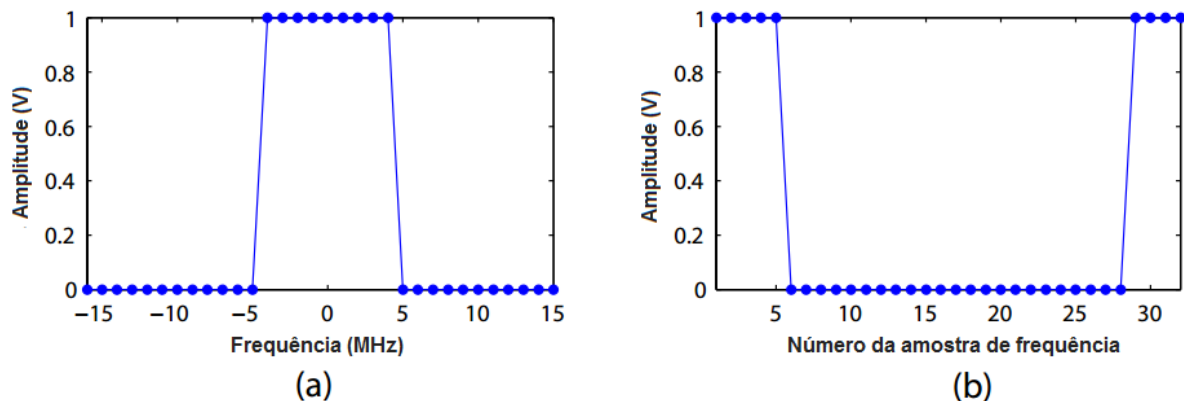


FIGURA 2 - COMPONENTE DA AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO PASSA-BAIXAS: (A) EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA E (B) EM FUNÇÃO DAS AMOSTRAS NO ALGORITMO FFT.

FONTE: O autor (2016).

No domínio da frequência, a sequência de entrada do filtro é multiplicada amostra por amostra pela sequência da resposta em frequência para obter a sequência de saída do filtro. Em outras palavras, a sequência de saída do filtro é adquirida pela realização de sucessivas multiplicações entre duas amostras na frequência. A ação do filtro pode também ser realizada no domínio do tempo. Uma multiplicação entre duas sequências no domínio da frequência é equivalente à convolução entre duas sequências no domínio do tempo.

No domínio do tempo, o sinal de saída de valor complexo  $y$  de um filtro de resposta finita (FIR) é relacionado ao sinal de entrada  $u$  de acordo com:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)u(n-k) \quad (1)$$

onde  $h(k)$  representa os coeficientes do filtro (ou *taps*). A amostra de tempo instantânea do sinal de saída é dependente das amostras do sinal de entrada aplicado nos tempos instantâneo  $(n)$  e anteriores  $(n-k)$ . Como a terminologia mostra, a quantidade de amostras de tempo passado requerida pelo filtro FIR é finita e truncada no comprimento de memória  $M-1$ . Portanto, a amostra de saída instantânea é dada por uma combinação linear de amostras de entrada instantânea e passadas. Cada amostra de entrada é primeiramente multiplicada por um coeficiente de ponderação. A amostra de saída instantânea é então obtida pela soma das contribuições de amostras em tempos distintos.

Se a transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) da sequência de resposta em frequência do filtro é realizada, o resultado da sequência no domínio do tempo pode ser interpretado como os coeficientes do filtro FIR. A primeira amostra da sequência no domínio do tempo é o *tap* do filtro FIR  $h_0$  que multiplica a entrada na amostra de tempo instantânea  $(n)$ . Em geral, a  $q$ -ésima amostra (para  $q=1,...,N$ ) na sequência no domínio do tempo é o *tap* do filtro FIR  $h(n-1)$  que multiplica a entrada na amostra de tempo  $[n-(q-1)]$ . Como exemplo, usando o algoritmo IFFT, a sequência no domínio da frequência com componentes de amplitude mostradas na Figura 2(b) e ângulo polar nulo é transformada na sequência no domínio do tempo de valor real mostrada na Figura 3.

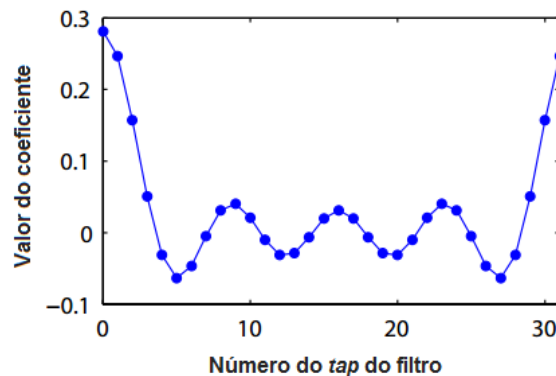


FIGURA 3 - TAPS DO FILTRO FIR ASSOCIADOS À SEQUÊNCIA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA COM COMPONENTES DE AMPLITUDE MOSTRADOS NA FIGURA 2(B) E COMPONENTES DE ÂNGULO POLAR NULOS.

FONTE: O autor (2016).

Os *taps* do filtro FIR mostrados na Figura 3 podem ser vistos como amostras de uma função seno cardinal modificado (ou sinc). A função sinc original tem paridade par e energia concentrada principalmente no lóbulo principal em torno da origem. Pelo fato de filtros FIR serem sempre causais, o conteúdo negativo da função sinc é deslocado para a direita no gráfico da Figura 3. Portanto, na Figura 3 a sequência inicia com a metade direita do lóbulo principal e termina com a metade esquerda do lóbulo principal.

Um olhar mais atento para a disposição dos valores dos coeficientes ao longo da sequência da Figura 3 é agora realizado. Os maiores valores estão concentrados em torno de dois segmentos da sequência. Um segmento, associado à metade direita do lóbulo principal, correspondente aos *taps* do filtro que multiplicam os dados de entrada mais recentes. Outro segmento está relacionado à metade esquerda do lóbulo principal, corresponde aos *taps* do filtro que multiplicam os dados de entrada mais antigos. Dessa forma, durante a filtragem passa-baixas das contribuições fora da banda, dois grupos de amostras de entrada consecutivas são ponderados por uma série de *taps* do filtro tendo os maiores valores. Tal observação é de alto valor para entender o fenômeno da reconstrução de picos observado nas aplicações de CFR. As razões são as seguintes. A saída do filtro é obtida por uma soma de contribuições de amostras em tempos diferentes. A presença de amostras de entrada do filtro em níveis de amplitudes máximas é significativa para o processo de reconstrução de pico somente quando a amostra é multiplicada por um *tap* do filtro que contém alto valor. Mais importante, os picos restaurados impactarão criticamente a PAPR somente quando altas contribuições são produzidas por diversas amostras de entrada.

### 3 DESENVOLVIMENTO

O foco deste trabalho é na utilização da técnica de CFR implementada através de um limitador seguido por um filtro.

Neste capítulo, inicialmente é discutido como implementar o bloco de filtragem linear. Na sequência, aborda-se o projeto do bloco do limitador.

#### 3.1 FILTROS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Nesta seção, são detalhados quatro filtros no domínio da frequência com aplicação em CFR.

A terminologia filtro no domínio da frequência refere-se à descrição do filtro por uma sequência de  $N$  amostras no domínio da frequência. O processamento do sinal através do filtro no domínio da frequência, conforme discutido na Seção 2.2, se dá através da multiplicação amostra por amostra entre a sequência aplicada na entrada do filtro e a sequência que o descreve, ambas no domínio da frequência. Neste trabalho, assume-se que a quantidade total de amostras a ser processada pelo filtro no domínio da frequência é sempre igual à quantidade de amostras ( $N$ ) da sequência que o descreve. Portanto, neste trabalho, nas figuras que dizem respeito à resposta em frequência destes filtros no domínio da frequência não estão presentes os efeitos do janelamento no tempo, detalhados em [23]. Em outras palavras, estas figuras correspondem à transformada discreta de Fourier sendo amostrada em  $N$  frequências igualmente espaçadas entre  $f_{\min} = -\Delta f N/2$  e  $f_{\max} = (\Delta f - 1)N/2$ , conforme detalhado na Seção 2.2. Cumpre ressaltar também que, neste trabalho, as métricas de distorção são calculadas sobre a sequência de  $N$  amostras da envoltória complexa no domínio do tempo, ou seja, antes da demodulação e sem o conhecimento dos símbolos. Dessa forma, este trabalho não discute o fenômeno da interferência intersimbólica, nem calcula o *bit error rate* (BER), ambos detalhados em [23].

### 3.1.1 ACPR Nulo

No primeiro caso, o filtro analisado é chamado de ACPR nulo, visto que toda a banda principal do sinal é multiplicada por um, ou seja, mantém-se inalterada. As bandas laterais são multiplicadas por zero. A Figura 4 mostra a amplitude de sua resposta em frequência.

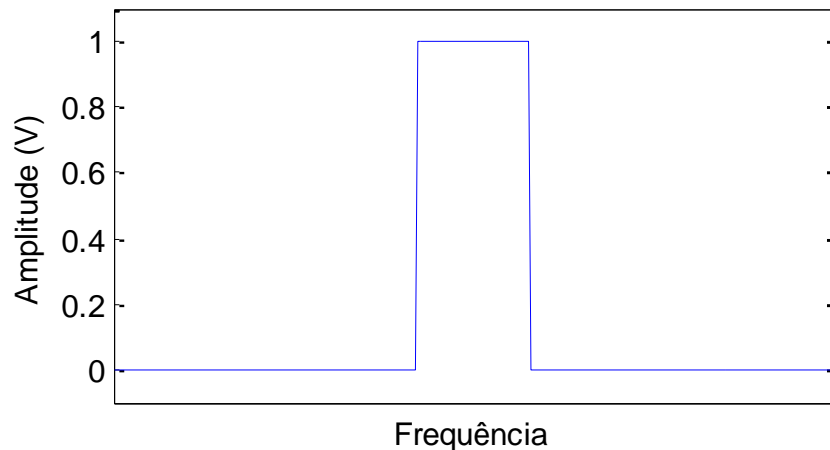


FIGURA 4 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR NULO.  
FONTE: O autor (2016).

### 3.1.2 ACPR Linear

No segundo caso, o filtro é chamado de ACPR Linear, onde a transição da banda principal para as bandas laterais é feita através de uma reta inclinada. Na Figura 5 é apresentada a amplitude da resposta em frequência do filtro mencionado.

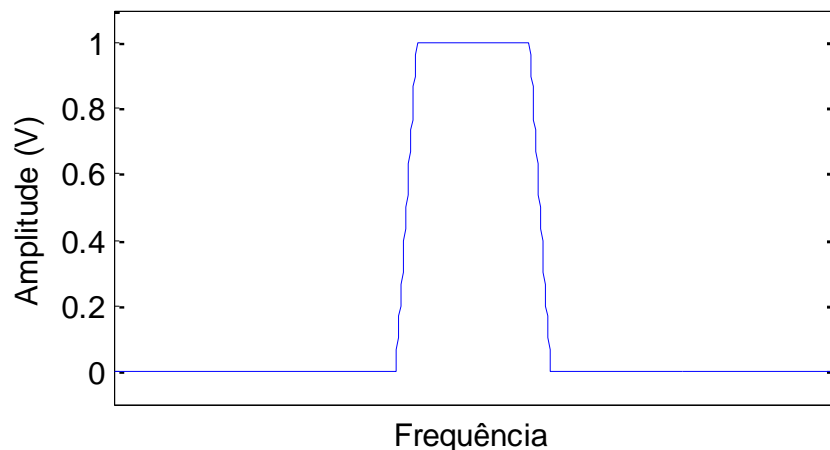


FIGURA 5 – AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR LINEAR.  
FONTE: O autor (2016).

Nesse caso, utilizando-se a inclinação correta e devido à suavização da passagem da banda principal para as bandas laterais, é aguardada uma diminuição da reconstrução dos picos e, conseqüentemente, um aumento na redução do valor da PAPR do sinal.

### 3.1.3 ACPR Exponencial

Nessa análise, é apresentado o filtro chamado ACPR exponencial cuja transição da banda principal para as bandas laterais é feita através de uma curva exponencial. A Figura 6 apresenta a amplitude da resposta em frequência do filtro ACPR exponencial.

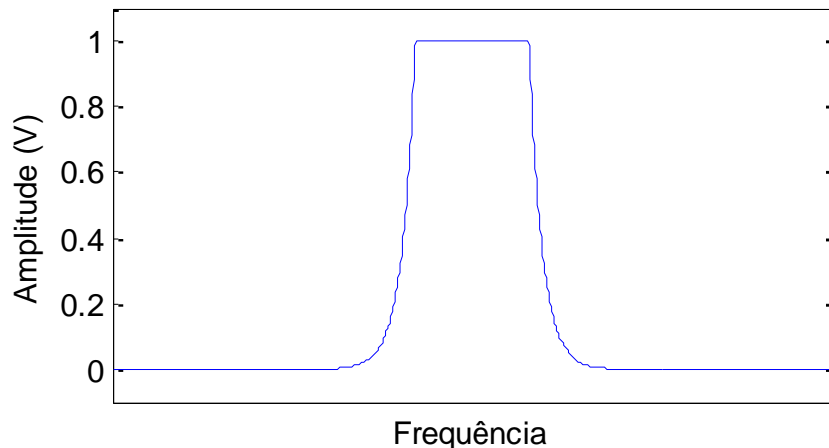


FIGURA 6 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR EXPONENCIAL.  
FONTE: O autor (2016).

O objetivo de utilizar a curva exponencial é aumentar ainda mais a suavização da transição da banda principal para as bandas laterais.

### 3.1.4 ACPR RRC

Por último, é analisado o filtro FIR do tipo raiz de cosseno levantado, ou simplesmente FIR RRC, cujos coeficientes são inicialmente obtidos no domínio do tempo e depois são transformados para o domínio da frequência através da FFT. A obtenção analítica dos coeficientes do FIR RRC é detalhada na Seção 3.2. A Figura 7 apresenta a amplitude da resposta em frequência do filtro FIR RRC.



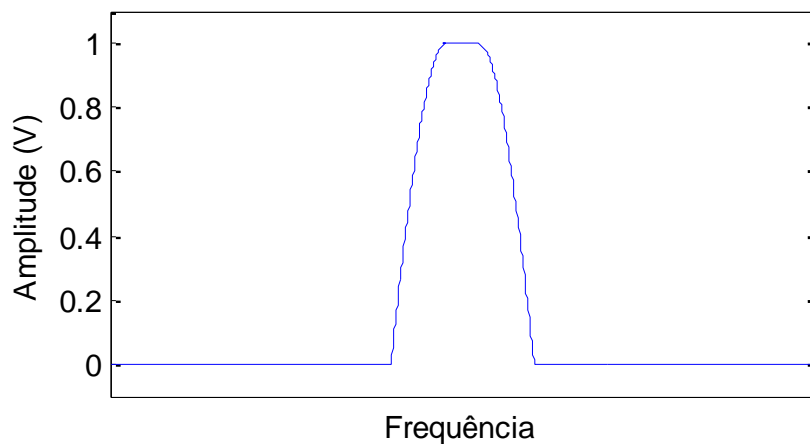


FIGURA 7 - AMPLITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ACPR RRC.  
FONTE: O autor (2016).

Observando a Figura 7, é visto que o filtro RRC utilizado no domínio da frequência tem uma resposta suave dentro da banda principal do sinal, o que pode gerar distorções e, por consequência, uma menor redução no valor da PAPR do sinal por piorar a métrica que mede a distorção dentro da banda passante.

A Figura 8 apresenta a resposta ao impulso dos filtros FIR associados às sequências no domínio da frequência das Figuras 4, 5, 6 e 7.

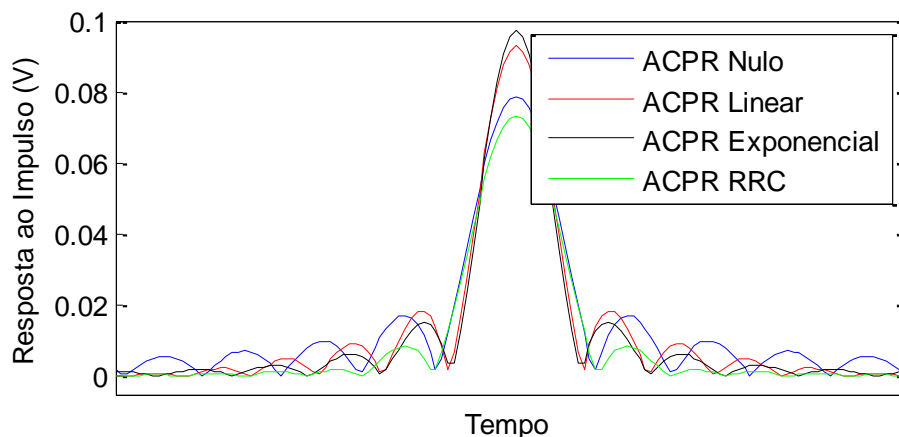


FIGURA 8 - RESPOSTA AO IMPULSO DOS FILTROS FIR ASSOCIADOS ÀS SEQUÊNCIAS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA COM COMPONENTES DE AMPLITUDE MOSTRADOS NAS FIGURAS 4, 5, 6 E 7.  
FONTE: O autor (2016).

O gráfico em azul mostra a resposta ao impulso de um filtro FIR, obtido a partir do filtro ACPR nulo, com componentes de amplitude mostrados na Figura 4.

Nota-se que há uma grande quantidade de lóbulos secundários possuindo altos valores de amplitude. Considerando a teoria apresentada anteriormente, conclui-se que há uma considerável reconstrução dos picos do sinal ao processá-lo pelo filtro ACPR nulo.

A linha em vermelho mostra a resposta ao impulso de um filtro FIR obtido a partir do filtro ACPR linear com componentes de amplitude mostrados na Figura 5.

Claramente pode-se observar que há uma grande diminuição dos valores de pico dos lóbulos secundários e que estes rapidamente atingem valores próximos a zero. É esperada, portanto, uma diminuição da reconstrução dos picos e também um aumento na redução do valor da PAPR do sinal.

A forma de onda representada pela linha de cor preta mostra a resposta ao impulso de um filtro FIR obtida a partir do filtro ACPR exponencial. Comparando as formas de onda, pode-se observar que, até agora, esse filtro é o que proporciona uma maior diminuição dos valores de pico dos lóbulos secundários e que, ao mesmo tempo, atinge mais rapidamente valores próximos a zero.

A resposta ao impulso de um filtro FIR RRC é representada pela linha de cor verde no gráfico da Figura 8.

### 3.2 FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Todos os filtros expostos na seção anterior também podem ser aplicados no domínio do tempo. O problema é a complexidade da execução, visto que uma implementação com o mesmo número de *taps* do domínio da frequência não é viável tanto na questão computacional, quanto no tempo de processamento. O objetivo é, portanto, reduzir significativamente o número de *taps* e, ao mesmo tempo, manter a característica do filtro, a fim de proporcionar uma boa redução do valor da PAPR do sinal e tornar a aplicação da técnica de CFR viável.

Em particular, todas as abordagens estudadas aqui se utilizam de um filtro digital de resposta ao impulso finita (FIR), cuja equação de diferenças é a seguinte:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)u(n-k). \quad (2)$$

Além disso, observe que, em um filtro FIR genérico descrito por (2), os seus coeficientes  $h(k)$  podem assumir quaisquer valores, inclusive valores complexos, uma vez que os sinais na entrada e na saída do filtro possuem valores complexos.

Nesta seção são expostos três diferentes tipos de filtros FIR: um filtro FIR genérico cujos coeficientes são números complexos, um filtro FIR onde os

coeficientes são restritos a assumirem valores reais e um filtro FIR de formatação de pulso do tipo raiz de cosseno levantado (RRC).

Em um filtro RRC [24], os coeficientes são números reais obtidos analiticamente através de:

$$h(k) = \frac{4\beta}{\pi} \frac{\cos\left[(1+\beta)\pi\frac{k}{T_s}\right] + \frac{\sin\left[(1-\beta)\pi\frac{k}{T_s}\right]}{4\beta\frac{k}{T_s}}}{\left[1 - \left(4\beta\frac{k}{T_s}\right)^2\right]}, \quad (3)$$

onde  $\beta$  é um fator diretamente relacionado ao decaimento da resposta em frequência do filtro. O filtro RRC é um filtro passa-baixas e  $T_s$  indica a fração entre a largura da banda passante do filtro em relação à largura de banda total (que é igual à frequência de amostragem). O filtro RRC é muito utilizado na literatura para implementar blocos de filtragem linear [24] e também na modulação digital devido à alta capacidade de minimizar interferências intersimbólicas originadas do meio de propagação do sinal.

Observe que o filtro RRC pode ser visto como um caso particular dos filtros FIR de coeficientes reais. Ou seja, enquanto que nos filtros FIR de coeficientes reais cada coeficiente pode assumir um valor real arbitrário, os valores dos coeficientes do filtro RRC estão relacionados uns aos outros através de (3) e, para cada valor de  $\beta$ , existe uma e somente uma escolha para todos os coeficientes do filtro RRC.

### 3.3 LIMITADORES

Nas análises previamente abordadas, as não linearidades estáticas são normalmente implementadas por um limitador do tipo *hard-clipping*. A amostra de saída instantânea de um limitador do tipo *hard-clipping* é relacionada à amostra de entrada instantânea de acordo com:

$$u(n) = \begin{cases} x(n), & \text{se } |x(n)| \leq F_1 \\ F_1 \exp[j\angle x(n)], & \text{se } |x(n)| > F_1 \end{cases}, \quad (4)$$

onde  $F_1$  é um parâmetro de projeto de valor real e positivo chamado fator de *clipping*. Observe que, em (4),  $x(n)$  é decomposto em amplitude  $|x(n)|$  e ângulo polar  $\angle x(n)$  de valor real de acordo com:

$$x(n) = |x(n)| \exp[j\angle x(n)]. \quad (5)$$

De acordo com (5), as envoltórias de entrada e saída têm o mesmo componente de ângulo polar. Somente os componentes de amplitude das envoltórias de entrada e saída podem ser diferentes um do outro. Abaixo do limite  $F_1$ , a amplitude de saída é igual à amplitude de entrada. Para amplitudes de entrada que excedem o limite  $F_1$ , as amplitudes de saída são limitadas em  $F_1$ . A relação entre as amplitudes de entrada e saída descritas por (4) são plotadas na Figura 9.

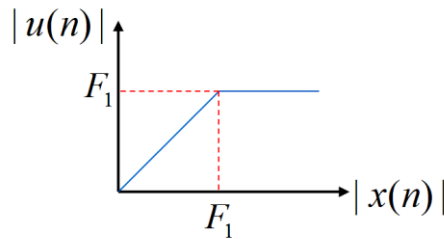


FIGURA 9 - AMPLITUDE DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DE ENTRADA PARA O LIMITADOR *HARD-CLIPPING* DE (4).

FONTE: O autor (2016).

A característica de transferência mostrada na Figura 9 é composta de duas retas. A reta de inclinação unitária é válida somente para entradas abaixo do limite  $F_1$ . A reta com inclinação zero é válida somente para entradas maiores que  $F_1$ . A terminologia *hard-clipping* é empregada porque a amplitude de saída é limitada por uma reta com inclinação zero.

O limitador *hard-clipping* produz amostras consecutivas no tempo limitadas ao maior nível de amplitude. Uma alta restauração dos picos é observada quando a sequência de amplitudes consecutivas limitadas é ponderada por uma sequência de *taps* consecutivos do filtro possuindo altos valores.

A principal desvantagem da CFR baseada no limitador *hard-clipping* é, portanto, a significativa ocorrência de reconstrução de picos. Tal evento é atribuído à filtragem passa-baixas de um sinal contendo amostras consecutivas limitadas ao nível máximo de amplitude. Uma das contribuições desta dissertação é propor dois

novos limitadores para aplicações de CFR que minimizem o fenômeno da reconstrução de pico. Fazendo isso, é esperada uma redução mais efetiva da PAPR. A estratégia adotada aqui é procurar por limitadores que estejam em conformidade com a restrição seguinte. A saída do limitador não deve ser corrompida pela presença de amostras consecutivas possuindo um nível máximo de amplitude.

Para esse objetivo, a amplitude de saída do limitador proposto deve atingir o nível máximo em um único nível de entrada. Sob a hipótese de que as entradas do limitador não incluem duas amostras consecutivas com amplitudes iguais, a exigência de partida é cumprida.

Baseada nas razões acima, no primeiro limitador proposto, a amostra de saída instantânea  $u(n)$  é relacionada à amostra de entrada instantânea  $x(n)$  de acordo com:

$$u(n) = \begin{cases} x(n), & \text{se } |x(n)| \leq F_2 \\ [F_2(1+a) - a|x(n)|] \exp[j\angle x(n)], & \text{se } |x(n)| > F_2 \end{cases}, \quad (6)$$

onde  $F_2$  e  $a$  são dois parâmetros de projeto cujos valores são reais e positivos.

A componente de ângulo polar de uma envoltória de valor complexo é processada através do novo limitador sem qualquer mudança. Abaixo do limite  $F_2$ , o limitador proposto de (6) se comporta da mesma forma que o limitador anterior de (4). Os limitadores anterior e proposto proporcionam tratamentos distintos das amplitudes maiores que o limite  $F_2$ . A Figura 10 ilustra como o limitador proposto lida com a delimitação da amplitude de saída. Acima do limite, as amplitudes de entrada e saída do limitador são relacionadas por uma reta com uma inclinação negativa igual a  $-\alpha$ . Nessa região, um acréscimo na amplitude de entrada produz uma diminuição na amplitude de saída. Observando a equação deste limitador, percebe-se que o limitador *hard-clipping* é um caso particular com  $a = 0$ .

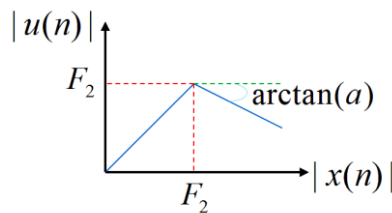


FIGURA 10 - AMPLITUDE DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DE ENTRADA DO NOVO LIMITADOR.

FONTE: O autor (2016).

A amplitude de saída do limitador proposto atinge a amplitude máxima em um único nível de entrada. O limite do sinal de saída entregue pelo limitador proposto é menos susceptível ao mecanismo de reconstrução de pico. Portanto, é esperado que uma CFR baseada no limitador proposto em (6) permita uma maior redução da PAPR do que uma CFR baseada no limitador *hard-clipping*.

No que se refere ao segundo limitador proposto, o mesmo é realizado por aproximações polinomiais dadas por:

$$x(n) = \left[ \sum_{p=0}^P a_p |u(n)|^p \right] \exp[j\angle u(n)], \quad (7)$$

onde  $a_p$  indica os coeficientes da aproximação polinomial e P é a ordem do polinômio.

Em aproximações polinomiais gerais, o coeficiente  $a_p$  pode assumir qualquer valor complexo. A maior diferença entre os limitadores está na forma como eles reduzem o pico. De fato, o limitador através de aproximações polinomiais deve possuir uma característica de transferência mais suave, na qual cada amostra (independente do nível de amplitude) é de alguma maneira afetada pela ação do limitador. Claro que a intensidade de tal ação é significativamente aumentada no caso de amostras exibindo um alto valor de amplitude.

## 4 RESULTADOS

Neste capítulo, as diferentes implementações da técnica do limitador seguido por filtro são comparativamente investigadas. O objetivo central é verificar qual abordagem promove a maior redução da PAPR de um sinal teste.

Nos resultados apresentados neste capítulo, o sinal de teste escolhido é o WCDMA, o qual possui largura de banda de 3,84 MHz, frequência de amostragem de 61,44 MHz e apresenta uma PAPR de 9,6 dB.

Este sinal é regulado pelos padrões 3GPP, onde a métrica magnitude do vetor de erro EVM (*error vector magnitude*) é usada para limitar a distorção máxima permitida dentro da banda passante. A EVM é calculada, usando os dados no domínio do tempo, por:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |y(n) - y_{REF}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{REF}(n)|^2}} \times 100\%, \quad (8)$$

onde  $y(n)$  é o sinal sobre o qual se deseja calcular o valor de EVM em relação ao sinal de referência  $y_{REF}(n)$  e  $N$  é a quantidade total de amostras no tempo discreto. Neste trabalho, é utilizado o mesmo valor limite apresentado em [18], ou seja, o valor de EVM não deve ultrapassar 17,5%.

Ainda de acordo com os padrões 3GPP, a métrica ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), ou razão entre as potências nos canais principal e adjacente, é usada para limitar a distorção máxima permitida fora da banda principal do sinal. A ACPR expressa a relação entre a potência total medida na banda passante e a potência total integrada nas bandas adjacentes superior e inferior. A ACPR é calculada por:

$$ACPR = 10 \log_{10} \left[ \frac{\int_{adj} |Y(f)|^2 df}{\int_{princ} |Y(f)|^2 df} \right], \quad (9)$$

onde  $Y(f)$  é a transformada discreta de Fourier do sinal  $y(n)$ . A integral do denominador é realizada sobre o canal principal. Já a integral do numerador é realizada sobre os canais adjacentes, tanto inferior quanto superior. Neste trabalho,

é utilizado o mesmo valor limite apresentado em [18]. Em particular, para o cálculo da ACPR usa-se uma largura de banda de 3,84 MHz tanto para o canal principal quanto para os canais adjacentes, adota-se uma separação entre as frequências centrais do canal principal e adjacente de 5 MHz e estabelece-se que o valor da ACPR não pode ultrapassar -45 dB.

Para uma comparação justa entre as diferentes abordagens, tanto dos filtros como dos limitadores, são usadas rotinas de otimizações não lineares com restrições para a identificação dos parâmetros da técnica de CFR.

A função objetivo a ser minimizada é sempre a PAPR do sinal na saída do bloco de filtragem da CFR. As variáveis a serem otimizadas são os parâmetros ajustáveis dos blocos limitador e filtro, que variam de acordo com a análise em estudo. As restrições às quais o otimizador está sujeito visam garantir que as métricas EVM e ACPR não violem os limites estabelecidos pela legislação.

Todos os resultados são obtidos no *software* Matlab usando aritmética de vírgula flutuante com precisão dupla.

Os resultados são apresentados na seguinte sequência. A Seção 4.1 exhibe os resultados obtidos a partir da aplicação dos filtros no domínio da frequência. Na Seção 4.2, tem-se os resultados da implementação dos filtros FIR no domínio do tempo para a realização do bloco do filtro da técnica de CFR. Na Seção 4.3, tem-se os resultados obtidos através da utilização de diferentes estratégias para a concepção do bloco do limitador. Por fim, na Seção 4.4, apresenta-se um estudo comparativo que engloba todas as abordagens estudadas nesta dissertação.

#### 4.1 FILTROS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

O enfoque desta seção é verificar qual dos diferentes filtros no domínio da frequência, discutidos na Seção 3.1, é mais efetivo na redução da PAPR do sinal teste. Para tal fim, em todos os resultados reportados nesta seção, o bloco do limitador foi sempre constituído usando a técnica de *hard-clipping*. Portanto, nesta seção foram realizadas otimizações cujas variáveis eram o fator de *clipping* (F1) e os parâmetros de projeto de cada tipo de filtro.

No caso do filtro denominado ACPR linear, a variável otimizada é a que determina a inclinação da reta na transição das bandas, chamada aqui de  $\alpha$ . Nos



filtros ACPR exponencial e ACPR RRC, as variáveis otimizadas são, respectivamente, a taxa de decaimento, representada por  $E$ , e o fator  $\beta$  da equação do filtro RRC, descrita em (3).

#### 4.1.1 ACPR Nulo

Para a simulação do filtro ACPR nulo, a faixa de frequências com ganho unitário foi aumentada. Em particular, adotou-se uma faixa de 4,84 MHz, ou seja, uma faixa que corresponde a largura de banda do sinal mais 1 MHz.

Devido à alta reconstrução dos picos do sinal impulsionada pela ocorrência da descontinuidade abrupta da resposta em frequência, obtiveram-se valores pequenos em termos de redução da CFR quando o filtro ACPR nulo é aplicado, confirmando-se a teoria apresentada na Seção 3.1.

A Tabela 1 apresenta os resultados obtidos através da utilização do filtro ACPR nulo.

TABELA 1 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR NULO

Parâmetros	Resultados
F1	0,3827
EVM	17,5%
ACPR	-139,4 dB
Redução da PAPR	3,8 dB

FONTE: O autor (2016)

#### 4.1.2 ACPR Linear

Observando a teoria apresentada anteriormente, nota-se que o filtro ACPR linear proporciona uma maior redução da PAPR do que o filtro visto anteriormente. A Tabela 2 apresenta os resultados obtidos através da utilização do filtro ACPR linear.

TABELA 2 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR LINEAR

Parâmetros	Resultados
F1	0,3842
$\alpha$	0,03
EVM	17,5%
ACPR	-55,3 dB
Redução da PAPR	4,2 dB

FONTE: O autor (2016)

#### 4.1.3 ACPR Exponencial

Com o objetivo de promover uma maior suavização da transição da banda principal para as bandas laterais, tem-se o filtro ACPR exponencial, cujo expoente é um parâmetro de projeto, o qual determina o comportamento da resposta em frequência do filtro. Pode-se verificar que os valores apresentados na Tabela 3 são compatíveis com a teoria discutida na Seção 3.1.

TABELA 3 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR EXPONENCIAL

Parâmetros	Resultados
F1	0,3841
E	0,0525
EVM	17,5%
ACPR	-46,3 dB
Redução da PAPR	4,3 dB

FONTE: O autor (2016)

#### 4.1.4 ACPR RRC

O filtro RRC aplicado no domínio da frequência apresentou o pior resultado quando comparado aos outros filtros abordados nessa seção. A razão disso é que o filtro apresenta um mau comportamento na banda principal do sinal, piorando significativamente o valor de EVM, fazendo com que o mesmo alcance rapidamente seu limite. Observando a resposta em frequência do filtro RRC, percebe-se que o espectro nas frequências dentro da banda passante é bem favorável a ocorrências de distorções elevadas dentro da banda.

A Tabela 4 apresenta os resultados obtidos a partir deste filtro.

TABELA 4 - RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO PARA O FILTRO ACPR RRC

Parâmetros	Resultados
F1	0,4586
$\beta$	0,6353
EVM	17,5%
ACPR	-74,4 dB
Redução da PAPR	3,2 dB

FONTE: O autor (2016)

Para uma melhor visualização, os resultados de redução da PAPR através das diferentes janelas são apresentados na Tabela 5.

TABELA 5 - REDUÇÃO DA PAPR PARA OS DIFERENTES FILTROS

Filtro	Redução da PAPR
ACPR Nulo	3,8 dB
ACPR Linear	4,2 dB
ACPR Exponencial	4,3 dB
ACPR RRC	3,2 dB

FONTE: O autor (2016)

A Figura 11 apresenta as formas de onda das amplitudes dos sinais na entrada e nas saídas das CFRs que utilizam todos os filtros.

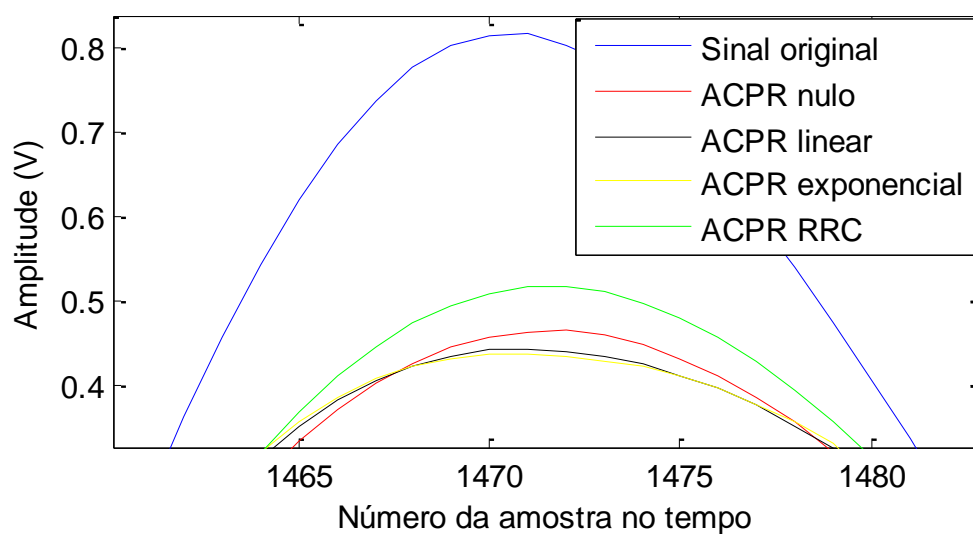


FIGURA 11 – FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NAS SAÍDAS DOS FILTROS DA CFR.

FONTE: O autor (2016).

Verifica-se, ao observar as amplitudes de pico do sinal, que o filtro ACPR exponencial é o que proporciona menor reconstrução do pico do sinal em comparação com os filtros ACPR nulo, ACPR linear e ACPR RRC, confirmando-se a teoria apresentada anteriormente.

## 4.2 FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Os três filtros FIR detalhados na Seção 3.2 são aplicados, nesta seção, na técnica de CFR descrita pelo diagrama de blocos da Figura 1, com o objetivo de investigar qual destes filtros FIR é mais eficiente na redução da PAPR. Todos eles são conectados em cascata com um limitador do tipo *hard-clipping*. Porém, antes de reportar os resultados obtidos, um comentário importante sobre o filtro RRC se faz necessário. Ao utilizar-se o filtro FIR do tipo RRC, verificou-se que o mesmo piorava consideravelmente a métrica EVM. A justificativa para esta deterioração da EVM é a seguinte. Os coeficientes de um filtro FIR são amostras discretas no tempo da resposta ao impulso do filtro. Então, ao calcular-se a sua transformada discreta de Fourier, obtém-se a resposta em frequência do filtro. A Figura 12 ilustra a componente de fase da resposta em frequência de um filtro RRC descrito por (3), onde  $\beta = 0,18$  e a quantidade de coeficientes é 256. Observe que a fase assume apenas 2 valores: 0 ou  $\pi$  radianos. Além disso, na banda passante há sempre uma diferença de  $\pm\pi$  radianos entre duas amostras consecutivas. É exatamente este comportamento da fase que faz com que o filtro RRC deteriore de maneira muito significativa a EVM. Para resolver este problema, os coeficientes do filtro RRC foram modificados da seguinte maneira. Para cada valor de  $\beta$ , uma primeira estimativa para os coeficientes foi obtida utilizando-se (3). Em seguida, foi realizada a transformada rápida de Fourier (FFT) da sequência formada pelos coeficientes do filtro e, no domínio da frequência, as fases de todas as amostras foram igualadas a zero (nenhuma alteração foi realizada na amplitude das amostras). Foi então realizada a transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) e, dessa forma, obtido o valor final dos coeficientes do filtro RRC.

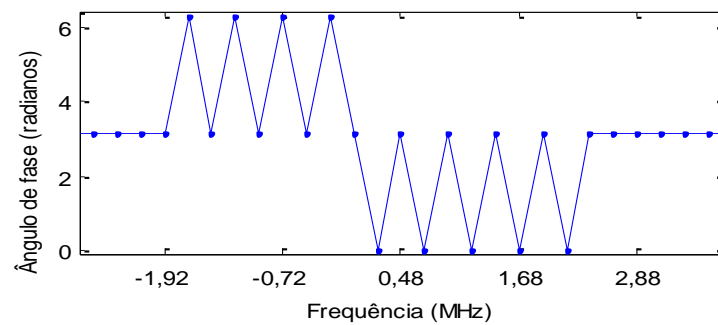


FIGURA 12 - FASE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM FILTRO FIR DO TIPO RRC, COM OS COEFICIENTES OBTIDOS POR (3), ONDE  $\beta=0,18$  E A QUANTIDADE DE COEFICIENTES É 256.

FONTE: Referência [24].

Para uma comparação justa entre os três diferentes filtros FIR implementados neste trabalho e após a realização de testes observando os resultados obtidos com diferentes números de coeficientes, foi definido que o número de coeficientes em cada filtro é 6. Em ambiente Matlab e para cada filtro FIR, foram então realizadas otimizações não lineares e com restrições, conforme descrito na introdução deste capítulo, utilizando-se o algoritmo de pontos interiores. A Tabela 6 apresenta a redução da PAPR obtida para os três diferentes filtros FIR investigados. Observa-se que, ao implementar a técnica de CFR usando o filtro FIR do tipo RRC, onde os valores dos 6 coeficientes estão diretamente relacionadas a uma única variável de otimização (o fator  $\beta$ ), a redução da PAPR foi de apenas 1,2 dB. Porém, ao permitir-se que cada um dos valores dos 6 coeficientes reais do filtro FIR pudesse ser otimizado (e assumir um valor arbitrário), foi possível obter uma redução da PAPR de 1,2 dB maior que no caso do filtro RRC.

TABELA 6 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DOS FILTROS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Filtro FIR	Redução da PAPR
RRC [24]	1,2 dB
Com coeficientes reais	2,4 dB
Com coeficientes complexos	2,4 dB

FONTE: O autor (2016)

Ainda de acordo com a Tabela 6, verifica-se que permitir o uso do filtro FIR de coeficientes complexos produz a mesma redução da PAPR que o uso do filtro FIR de coeficientes reais. De fato, o filtro FIR de coeficientes reais é um caso particular do filtro FIR de coeficientes complexos, obtido impondo-se que as partes imaginárias de todos os coeficientes sejam nulas. Alternativamente, em um filtro FIR

de coeficientes reais a resposta em frequência deve obedecer às propriedades de paridade em relação à frequência: o módulo deve ter paridade par e a fase deve ter paridade ímpar. Já em um filtro FIR de coeficientes complexos, a resposta em frequência não está sujeita a nenhuma propriedade de paridade. Portanto, neste estudo de caso, verifica-se que, permitir que o filtro FIR tenha uma resposta em frequência não simétrica, não traz benefício em termos de redução da PAPR.

Para melhor ilustrar a redução da PAPR fornecida pela técnica de CFR que usa o filtro FIR de coeficientes reais, na Figura 13 têm-se as formas de onda da amplitude dos sinais na entrada do limitador e na saída do filtro. De fato, a técnica de CFR permite a redução da PAPR distorcendo de maneira proposital o sinal. Para ilustrar essa afirmação, na Figura 14 tem-se o gráfico da amplitude do sinal na saída do filtro FIR em função da amplitude do sinal aplicado na entrada do limitador, e na Figura 15 tem-se a densidade espectral de potência (PSD) dos sinais na entrada do limitador e na saída do filtro. Na Figura 14, a presença de distorções não lineares é evidenciada pela compressão da curva, enquanto que a presença de distorções lineares (ou efeitos de memória) é comprovada pelo espalhamento da curva (ou seja, valores idênticos de entrada geram saídas diferentes). Na Figura 15, as distorções não lineares na saída da CFR são confirmadas pela presença de um conteúdo espectral mais significativo fora da banda do sinal.

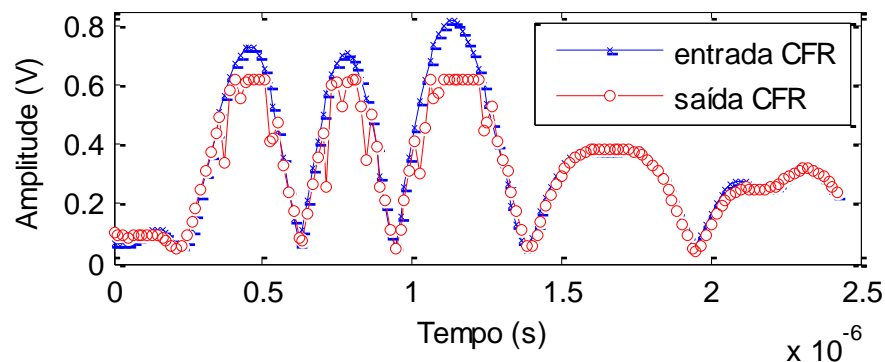


FIGURA 13 - FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS.

FONTE: Referência [24].

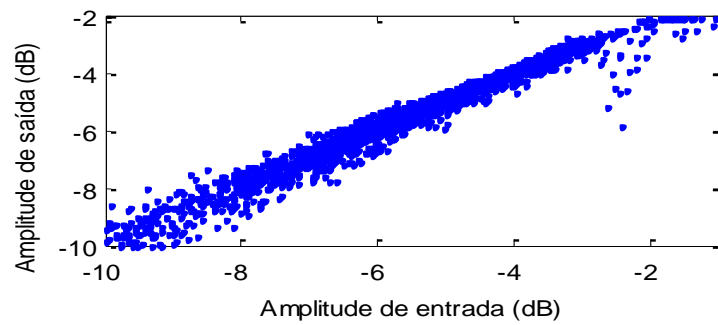


FIGURA 14 - AMPLITUDE DO SINAL DE SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL APLICADO NA ENTRADA DO LIMITADOR.

FONTE: Referência [24].

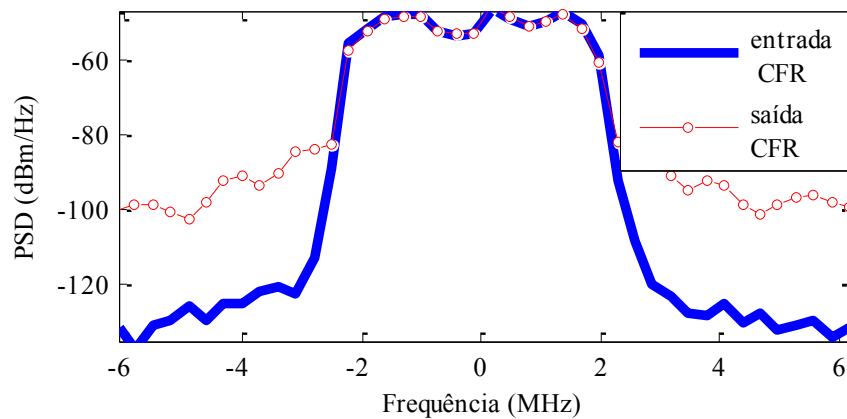


FIGURA 15 - DENSIDADES ESPECTRAIS DE POTÊNCIA (PSD) DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO FIR DE COEFICIENTES REAIS.

FONTE: Referência [24].

#### 4.3 LIMITADORES

Esta seção apresenta uma análise comparativa entre as diferentes realizações do bloco limitador discutidas na Seção 3.3. Em particular, são aqui reportados resultados usando os dois limitadores propostos e também o limitador *hard-clipping*, este último amplamente utilizado na literatura. Para uma comparação justa, nos resultados apresentados nesta seção, o filtro é sempre implementado da mesma maneira, em particular através de um filtro passa-baixas.

O filtro passa-baixas é realizado da seguinte forma. Uma sequência no domínio do tempo de 2048 amostras é primeiramente transformada para o domínio da frequência usando o algoritmo FFT exposto na Seção 2.2. Cada amostra de frequência associada à frequência não excitada pelo sinal de teste é multiplicada por zero. As amostras de frequência localizadas nas frequências excitadas pelo sinal de

teste são multiplicadas por um. A sequência obtida no domínio da frequência de 2048 amostras é então transformada novamente para o domínio do tempo usando o algoritmo IFFT.

Como mencionado previamente, são executadas otimizações não lineares com restrições para identificar os parâmetros de projeto dos limitadores. O limitador *hard-clipping* de (4) tem parâmetro de projeto designado  $F_1$ . Inicialmente é abordado o limitador de (6), o qual possui dois parâmetros de projeto, designados  $F_2$  e  $\alpha$ . Usando o algoritmo de pontos interiores no *software* MATLAB, os valores de  $F_1$ ,  $F_2$  e  $\alpha$  são escolhidos de modo a minimizar a PAPR do sinal de saída da CFR, estando sujeitos às restrições de distorções dentro e fora da banda (medidas na saída da CFR), as quais não devem violar as especificações mencionadas anteriormente. A Tabela 7 relata os parâmetros dos projetos otimizados, bem como as reduções da PAPR obtidas pelos dois projetos de CFR. Observe que a CFR baseada no limitador proposto mostra um desempenho superior à CFR baseada no limitador *hard-clipping*. Uma minimização adicional da PAPR, quantificada por 0,5 dB, é observada quando a CFR usa o limitador proposto ao invés do usado anteriormente. A redução extra da PAPR de 0,5 dB alcançada pelo limitador proposto é também ilustrada na Figura 16. A Figura 16 mostra 5 segmentos compostos por 22 amostras, em torno da amostra com maior pico, de amplitudes medidas em diferentes posições do projeto da CFR.

TABELA 7 - PARÂMETROS DE PROJETO OTIMIZADOS E REDUÇÃO DA PAPR DA CFR BASEADA EM LIMITADOR E FILTRO

Limitador	Parâmetros Otimizados	Redução da PAPR
<i>Hard-Clipping</i>	$F_1 = 0,383$	3,8 dB
Proposto em (6)	$F_2 = 0,431; \alpha = 0,357$	4,3 dB

FONTE: O autor (2016)

O sinal de teste original tem um pico igual a 0,817. Quando o sinal de teste é aplicado ao limitador *hard-clipping*, exatamente 18 amostras são limitadas em  $F_1 = 0,383$ . Devido a essas amostras consecutivas limitadas, depois da passagem pelo filtro passa-baixas, um pico de 0,464 é restaurado. Quando o sinal de teste é aplicado ao limitador proposto, 17 amostras acima do limite  $F_2 = 0,431$  têm suas amplitudes reduzidas de acordo com (6) e com  $\alpha = 0,357$ . Pelo fato do limitador proposto evitar a geração de amostras consecutivas tendo um nível máximo de



amplitude, depois da filtragem passa-baixas um pico de apenas 0,414 é restaurado. O gráfico mostrado na Figura 16 está, portanto, totalmente de acordo com a discussão relatada na Seção 3.3.

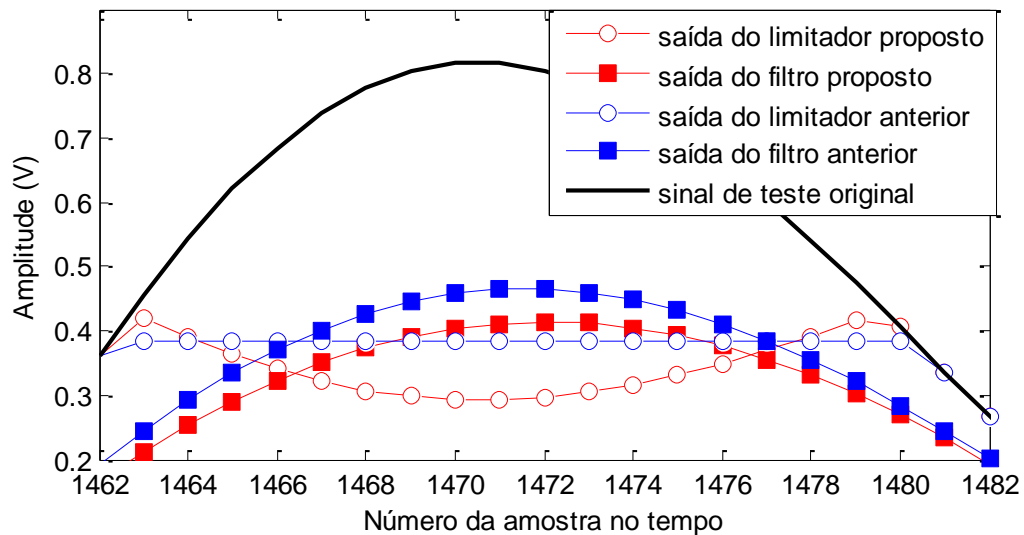


FIGURA 16 - SEGMENTOS DE 22 AMOSTRAS DE AMPLITUDE DO: SINAL DE TESTE ORIGINAL, SINAIS DE SAÍDA DO LIMITADOR (ANTERIOR E PROPOSTO) E SINAIS DE SAÍDA DO FILTRO. FONTE: O autor (2016).

Para melhor ilustrar a redução da PAPR oferecida pela CFR baseada no limitador proposto, a Figura 17 mostra a amplitude de saída do filtro em função da amplitude de entrada do limitador. A CFR baseada no limitador e filtro reduz a PAPR distorcendo o sinal propositalmente. Distorções não lineares geradas pela CFR são perceptíveis na Figura 17 pela variação do ganho de acordo com os níveis de entrada. Além disso, distorções lineares introduzidas pela CFR são também vistas na Figura 17 devido ao espalhamento vertical do ganho, o qual indica que níveis de entrada idênticos produzem diferentes níveis de saída.

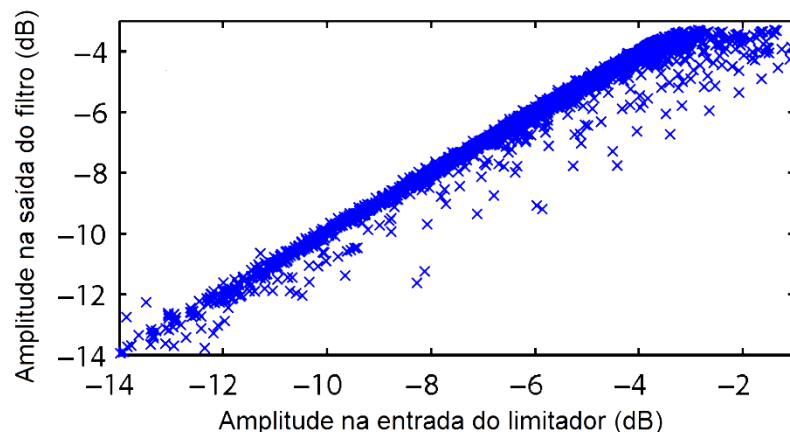


FIGURA 17 - AMPLITUDE DO SINAL DE SAÍDA DA CFR USANDO O LIMITADOR PROPOSTO EM (6) EM FUNÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL DE ENTRADA DA CFR. FONTE: O autor (2016).

A partir desse momento, é investigado o limitador polinomial. Em particular, (7) é explorada de duas formas diferentes. Em um caso, (7) é projetada por uma equação polinomial cujos coeficientes podem assumir valores complexos. No outro caso, (7) é construída por uma equação polinomial onde os coeficientes do polinômio são restritos a assumirem valores reais. Na aproximação polinomial de valores reais, como foi o caso do limitador *hard-clipping*, os componentes de fase na entrada e saída do limitador são os mesmos. Como consequência, a aproximação polinomial com valores reais só pode executar a conversão AM-AM, ou (*amplitude-modulation-to-amplitude-modulation*). Na aproximação polinomial com valores complexos, a fase na saída do limitador é diferente da fase na entrada do limitador. Especificamente, devido ao uso de coeficientes de valores complexos, neste caso,  $\angle x(n)$  depende não só de  $\angle u(n)$ , mas também de  $|u(n)|$ . Portanto, a aproximação polinomial com valores complexos pode executar a chamada conversão AM-PM, ou *amplitude-modulation-to-phase-modulation*, bem como a conversão AM-AM.

O limitador polinomial é comparado com o limitador do tipo *hard-clipping* em um cenário onde o número de *taps* do filtro é ajustado em 6. De acordo com [24], não há nenhum benefício, em termos de redução da PAPR, da utilização de valores complexos para os *taps* do filtro. Portanto, aqui os *taps* do filtro só podem assumir valores reais. O fator de truncamento é fixado em  $P = 3$ .

A Tabela 8 relata a redução da PAPR oferecida pelas diferentes realizações do limitador. Observa-se que, quando o limitador tradicional *hard-clipping* é usado, uma redução da PAPR de 2,4 dB é fornecida pela técnica CFR mostrada na Figura 1. Uma redução adicional e significativa da PAPR, igual a 1,8 dB, é possível se uma aproximação polinomial de terceira ordem com valores reais é empregada em vez do limitador de *hard-clipping*. Além disso, observa-se que as reduções da PAPR obtidas por aproximações polinomiais de valores reais e de valores complexos são as mesmas. Portanto, no caso do estudo relatado, não é obtida redução adicional da PAPR ao permitir que o bloco limitador seja capaz de realizar a conversão AM-PM.

TABELA 8 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA REDUÇÃO DA PAPR

Limitador	Redução da PAPR
<i>hard-clipping</i>	2,4 dB
polinômio com coeficientes reais	4,2 dB
polinômio com coeficientes complexos	4,2 dB

FONTE: Referência [25].

Os valores otimizados para o caso no qual o bloco do limitador é implementado por aproximações polinomiais de terceira ordem com valores reais são mostrados na Tabela 9.

TABELA 9 - VARIÁVEIS OTIMIZADAS PARA A TÉCNICA DE CFR BASEADA NA APROXIMAÇÃO POLINOMIAL DE TERCEIRA ORDEM E FILTRO

Variável de otimização	Valor otimizado
$a_0$	0,000182506343815318
$a_1$	12,2772016453591
$a_2$	0,195466690332075
$a_3$	-10,9460161007392
$h(0)$	6,15270648403235
$h(1)$	-25,7419582961863
$h(2)$	45,4570992889594
$h(3)$	-41,7630158475039
$h(4)$	19,8547725756530
$h(5)$	-3,85625625911949

FONTE: Referência [25].

Os mecanismos por trás da redução da PAPR oferecidos pela aproximação do limitador e filtro, para o caso específico no qual o bloco do limitador é realizado por aproximação polinomial de terceira ordem, são ilustrados nas Figuras 18, 19 e 20. A Figura 18 mostra as formas de onda das amplitudes normalizadas dos sinais na saída e na entrada da CFR. A Figura 19 apresenta a componente de amplitude normalizada do sinal na saída da CFR, em função da componente de amplitude normalizada do sinal na entrada do limitador da CFR. A Figura 20 mostra a densidade espectral de potência (PSD) dos sinais de entrada e saída da CFR. Na Figura 18, observe que o valor de pico é significativamente reduzido quando o sinal é processado através da técnica de CFR. Consequentemente, a redução da PAPR é

devida à redução do pico, enquanto que o valor médio não sofre modificações consideráveis. Além disso, a técnica de CFR reduz a PAPR inserindo propositalmente distorções no sinal, como ilustrado nas Figuras 19 e 20. Especificamente, as distorções não lineares inseridas pela técnica de CFR são confirmadas pela compressão do ganho mostrada na Figura 19, bem como um espalhamento espectral mostrado na Figura 20. No caso de distorções lineares produzidas pela técnica de CFR, ela é evidenciada pelo espalhamento da curva de ganho, mostrado na Figura 19.

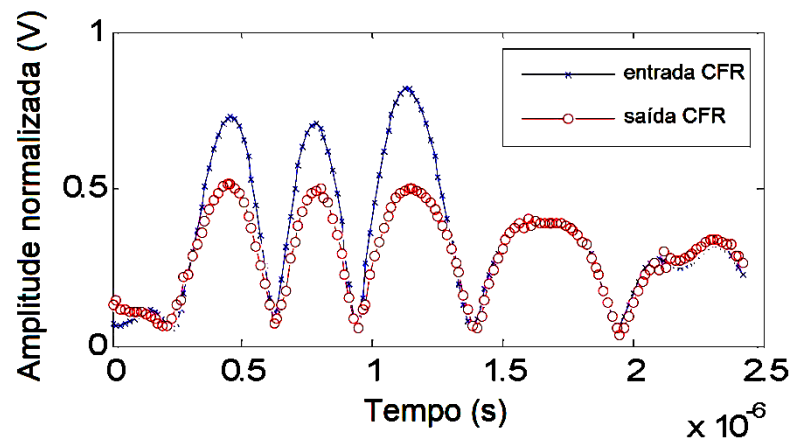


FIGURA 18 - FORMAS DE ONDA DAS AMPLITUDES NORMALIZADAS DOS SINAIS NA ENTRADA DO LIMITADOR E NA SAÍDA DO FILTRO, ATRAVÉS DO USO DO LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS.  
FONTE: Referência [25].

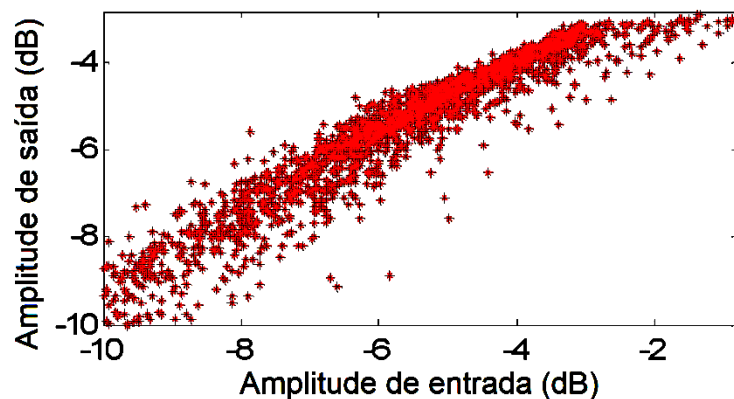


FIGURA 19 - COMPONENTE DE AMPLITUDE NORMALIZADA DO SINAL NA SAÍDA DO FILTRO EM FUNÇÃO DO COMPONENTE DE AMPLITUDE NORMALIZADA DO SINAL NA ENTRADA DO LIMITADOR, ATRAVÉS DO USO DO LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS.  
FONTE: Referência [25].

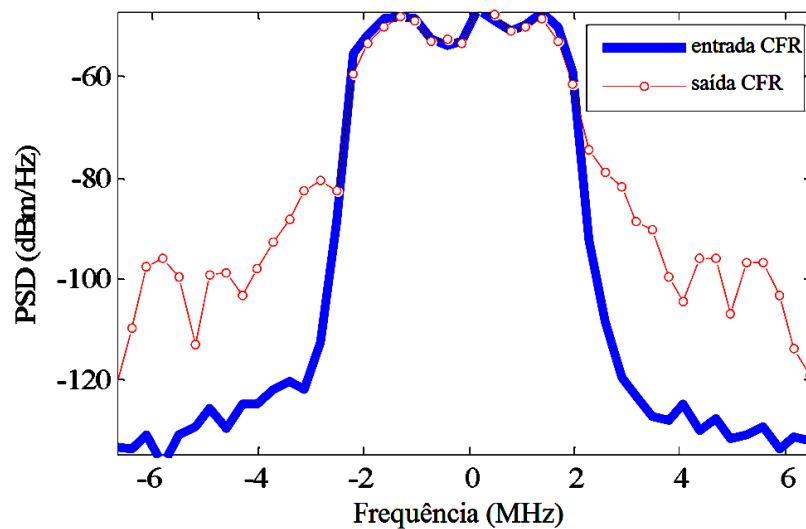


FIGURA 20 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA (PSD): SINAL NA ENTRADA DO LIMITADOR E SINAL NA SAÍDA DO FILTRO, USANDO O LIMITADOR COM APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS DE TERCEIRA ORDEM E VALORES REAIS.  
FONTE: Referência [25].

#### 4.4 ESTUDO COMPARATIVO

A Tabela 10 apresenta a compilação dos resultados, em termos de redução da PAPR do sinal na saída da técnica de CFR, de todas as combinações possíveis apresentadas neste capítulo. No total, foram utilizados 6 diferentes tipos de filtros e 3 tipos de limitadores, totalizando 18 simulações.

TABELA 10 - RESULTADO DA COMBINAÇÃO DE TODOS OS CASOS ABORDADOS NESTA SEÇÃO

		Filtros (Frequência)				Filtros (Tempo)	
		ACPR Nulo	ACPR Linear	ACPR Exponencial	ACPR RRC	RRC	Coeficientes reais
Limitadores	<i>Hard Clipping</i>	3,8 dB	4,2 dB	4,3 dB	3,2 dB	1,2 dB	2,4 dB
	Proposto em (6)	4,3 dB	4,4 dB	4,5 dB	3,6 dB	1,2 dB	2,4 dB
	Polinomial	4,3 dB	4,5 dB	4,6 dB	4,0 dB	1,2 dB	4,2 dB

FONTE: O autor (2016)

Observando a Tabela 10, nota-se que, em todos os casos, há benefícios na implementação do bloco do limitador utilizando as novas concepções propostas aqui

neste trabalho, exceto no caso do filtro RRC no domínio do tempo que, em função da piora significativa na EVM, alcançou o limite rapidamente, não havendo possibilidade de uma melhora adicional na redução da PAPR do sinal. Vale destacar que a maior diferença na redução da PAPR para o mesmo filtro foi no caso da implementação do filtro FIR com coeficientes reais. Neste caso, há uma diferença de 1,8 dB de redução da PAPR utilizando o limitador polinomial ao invés da utilização do limitador *hard-clipping* ou do limitador proposto em (6).

## 5 CONCLUSÕES

De modo geral, o propósito desse trabalho foi analisar e propor novas abordagens para a realização da técnica de CFR composta de um limitador seguido por filtro com o objetivo de aumentar a eficiência de PAs presentes na cadeia de transmissão em sistemas de comunicações sem fio. Há uma grande necessidade em se obter uma maior eficiência dos PAs visando reduzir os custos associados à dissipação de calor nas estações rádio-base, bem como a redução do consumo de energia dos aparelhos móveis. Esse trabalho propôs novas estratégias de aplicação da técnica de redução do fator de crista (CFR) através do limitador seguido por um filtro. De fato, tal técnica é objeto de estudo de grande parte dos pesquisadores, pois possui um bom compromisso entre a complexidade de implementação e o aumento da eficiência.

No que se refere ao principal objetivo do trabalho, que era de analisar e propor novos caminhos para a realização dos blocos do limitador e filtragem linear da CFR, foi possível obter bons resultados. Nota-se que ao aplicar os diferentes tipos de filtros e as novas abordagens para a implementação dos limitadores, em todos os casos houve redução da PAPR do sinal e, conseqüentemente, um aumento na eficiência do PA. É importante citar que, em todas as análises, foi estabelecido que o PA é perfeitamente linear, ou seja, todos os procedimentos de otimizações para a obtenção dos parâmetros de projeto dos filtros e limitadores levaram em consideração que as métricas de distorções pudessem alcançar seus limites.

Em relação aos filtros, se a construção deste bloco for realizada através de um filtro FIR no domínio do tempo, há benefícios em se realizar uma otimização e diminuir o número de *taps*, do que trabalhar com diferentes janelas com muitos *taps* e ter uma alta complexidade. Caso a CFR seja implementada utilizando poucos *taps*, sugere-se otimizar os coeficientes e não usar *taps* prontos obtidos através da equação do filtro RRC.

No que se refere aos limitadores, em alguns casos pode-se obter melhorias através do uso de diferentes limitadores ao invés do *hard-clipping*. Optando pela não otimização, deve-se utilizar o limitador *hard-clipping* ou o limitador reta inclinada. Caso seja possível realizar a otimização, o limitador polinomial ofereceu benefícios em termos de diminuição de reconstrução dos picos.

## REFERÊNCIAS

- [1] D. RAYCHAUDHURI, N. B. MANDAYAM, "Frontiers of Wireless and mobile communications", Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 4, pp. 1758-1761, 2012.
- [2] S. SESIA, "LTE – the UMTS Long Term Evolution", The Atrium, Southern Gate, Wiley, Chichester, West Sussex, 2011.
- [3] S. CRIPPS, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", 2nd edition Norwood, MA, Artech House, 2006.
- [4] R. GIOFRÉ, L. PIAZZON, P. COLANTONIO, F. GIANNINI, "A Doherty Architecture With High Feasibility and Defined Bandwidth Behavior," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 9, pp. 3308–3317, Sep. 2013.
- [5] R. ZHANG, M. ACAR, M. P. VAN DER HEIJDEN, M. APOSTOLIDOU, D.M. W. LEENAERTS, "Generalized Semi-Analytical Design Methodology of Class-E Outphasing Power Amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 61, no. 10, pp. 2951 - 2960, Oct. 2014.
- [6] L. KAHN, "Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration," Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, Jul. 1952.
- [7] D. KANG, B. PARK, D. KIM, J. KIM, Y. CHO, B. KIM, "Envelope-Tracking CMOS Power Amplifier Module for LTE Applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 10, pp. 3848–3856, Oct. 2013.
- [8] F. RAAB, "Class-D Power Amplifier with RF Pulse-Width Modulation," in IEEE MTT-S Int. Microwave Sym. Dig., Anaheim, CA, May 2010, vol. 2, pp. 924-927.
- [9] A. JAYARAMAN, P. F. CHEN, G. HANINGTON, L. LARSON, P. ASBECK, "Linear high efficiency microwave power amplifiers using bandpass delta-sigma modulators," IEEE Microw. Guided Wave Lett, vol. 8, no. 3, pp. 121–123, Mar. 1998.
- [10] A. F. MITCHEL, "A 135 MHz feedback amplifier", IEE Colloq. Broadband High Frequency Amplifiers: Practice and Theory, 1979, pp 1-6.
- [11] N. POTHECARY, "Feedforward Linear Power Amplifiers", Artech house, 1999.
- [12] Y. NAGATA, "Linear amplification technique for digital mobile communications", in IEEE 39th Vehicular Technology Conference, vol. 1, 1989, pp. 159-164.
- [13] T. JIANG, Y. WU, "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, 2008.



- [14] C. NADER, P. N. LANDIN, W. VAN MOER, N. BJORSELL, P. HANDEL, "Performance Evaluation of Peak-to-Average Power Ratio Reduction and Digital Pre-Distortion for OFDM Based Systems", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3504-3511, 2011.
- [15] P. F. G. SILVA, "Combinação entre pré-distorção digital e redução do fator de crista para a linearização de amplificadores de potência para sistemas de telecomunicações móveis". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Paraná, 2013.
- [16] H. GANDHI, "Digital Predistortion Linearizes Broadband PAs", *Microwave and RF Magazine*, vol. 47, no. 8, pp. 66–71, Jul. 2008.
- [17] P. F. G. SILVA, E. G. LIMA, "Design of Crest Factor Reduction Techniques Based on Clipping and Filtering for Wireless Communications Systems", in *26th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design (SBCCI)*, Sep. 2013, pp. 1-5.
- [18] N. LASHKARIAN, H. TARN, C. DICK, "Crest Factor Reduction in Multi-carrier WCDMA Transmitters", in *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, 2005, pp. 321-325.
- [19] A. E. JONES, T. A. WILKINSON, S. K. BARTON, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes", *Electronics Letters*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, 1994.
- [20] S. H. MULLER, J. B. HUBER, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, 1997.
- [21] G. R. HILL, M. FAULKNER; J. SINGH, "Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM by cyclically shifting partial transmit sequences", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 6, pp. 560-561, 2000.
- [22] J. ARMSTRONG, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme", in *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference*, vol. 1, 2001, pp. 756-760.
- [23] A. V. OPPENHEIM, R. W. SCHAFER, J. R. BUCK, "Discrete-time Signal Processing", Prentice Hall, Upper Saddle River, 1998.
- [24] L. D. SILVA, E. G. LIMA, "Estudo Comparativo de Filtros Digitais FIR com Aplicação na Redução da Razão entre as Potências de Pico e Média em Sistemas de Comunicações sem Fio", in *XXII Iberchip Workshop*, Feb. 2016, pp. 9-12.
- [25] L. D. SILVA, E. G. LIMA, "Polynomial and Filtering for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio in Wireless Transmitters", in *31st South Symposium on Microelectronics*, May. 2016, pp. 9-12.